



- (21) Numéro de la demande: 8683/76  
 (61) Additionnel à:  
 (62) Demande scindée de:  
 (22) Date de dépôt: 07. 07. 1976  
 (30) Priorité:

- (24) Brevet délivré le  
 (45) Fascicule de brevet publié le: } 15. 03. 1979

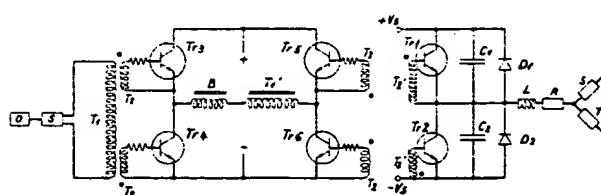
- (73) Titulaire: Acomel SA., Bussigny  
 (74) Mandataire: Bugnion SA., Genève  
 (72) Inventeur: Valentin Mathey, Morges, et Mohamed Chouk, Bussigny

BEST AVAILABLE COPY

#### (54) Circuit d'alimentation à pont à semi-conducteurs

(57) Le circuit d'alimentation à pont à semi-conducteurs ( $Tr_1$ ,  $Tr_2$ ) pour la production d'une tension alternative à partir d'une source de tension continue comprend des moyens de protection des éléments de commutation contre l'échauffement dû au courant d'origine self inductive lors de la commutation constitués par des condensateurs ( $C_1$ ,  $C_2$ ) branchés parallèlement aux éléments de commutation ( $Tr_1$ ,  $Tr_2$ ) et des moyens introduisant un retard de l'ouverture des éléments de commutation de manière à permettre la charge du condensateur par le courant d'origine self inductive, ainsi que sa décharge, ces moyens étant constitués par exemple par une self saturable ( $B$ ) montée dans la diagonale d'un circuit de commande constitué par un pont de transistors ( $Tr_3$ ,  $Tr_4$ ,  $Tr_5$ ,  $Tr_6$ ). Une self additionnelle ( $L$ ) est en outre montée en série ou en parallèle avec la charge sur chaque phase. Le retard peut être introduit par des moyens d'asservissement du déblocage des transistors à la tension aux bornes de chacun des condensateurs. Ces moyens d'asservissement sont constitués par un comparateur ou par un dispositif de mesure du courant dans les diodes ( $D_1$ ,  $D_2$ ).

Ce circuit permet d'empêcher toute dissipation à travers les transistors à enclenchement et de supprimer toute dissipation thermique dans les résistances. Il s'utilise dans les convertisseurs de fréquence p. ex. pour l'alimentation de moteurs à induction.



## REVENDECATIONS

1. Circuit d'alimentation à pont semi-conducteurs pour la production d'une tension alternative quasi rectangulaire mono ou multiphasée à partir d'une source de tension continue, comprenant par phase au moins une paire d'éléments semi-conducteurs de commutation présentant une électrode de commande, des diodes branchées parallèlement aux éléments de commutation et normalement polarisées en tension inverse par la tension de la source, des moyens de commande des éléments de commutation rendant ces éléments alternativement conducteurs de manière à ce que la charge à alimenter branchée dans le pont soit parcourue par un courant alternatif, et des moyens de protection des éléments de commutation contre l'échauffement dû au courant d'origine self inductive lors de la commutation, caractérisé par le fait que les moyens de protection sont constitués par au moins un condensateur branché parallèlement à au moins l'un des éléments de commutation de chaque phase et des moyens introduisant un retard de l'ouverture des éléments de commutation de manière à permettre la charge du condensateur par le courant d'origine self inductive, ainsi que sa décharge.

2. Circuit selon la revendication 1, caractérisé par le fait qu'il comprend une self additionnelle en série avec la charge sur chaque phase.

3. Circuit selon la revendication 1, caractérisé par le fait qu'il comprend une self additionnelle en parallèle avec la charge.

4. Circuit selon l'une des revendications 2 ou 3, caractérisé par le fait que la self additionnelle est saturable.

5. Circuit selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé par le fait que ledit retard est proportionnel à la période de la fréquence de commutation, c'est-à-dire inversement proportionnelle à la fréquence de travail.

6. Circuit selon l'une des revendications 1 à 4, caractérisé par le fait que les moyens pour introduire un retard sont constitués par des moyens d'asservissement du déblocage des transistors à la tension aux bornes de chacun desdits condensateurs, de telle manière que ledit retard soit égal au temps que met le condensateur associé au transistor à débloquer pour se décharger.

7. Circuit selon la revendication 1, caractérisé par le fait que les moyens pour introduire ledit retard sont situés dans les moyens de commande des éléments de commutation du pont.

8. Circuit selon la revendication 6, caractérisé par le fait que lesdits moyens d'asservissement sont constitués par un comparateur branché aux bornes du condensateur, respectivement de chaque condensateur, et par une porte branchée sur chaque électrode de commande des éléments de commutation, porte à laquelle sont appliqués d'une part le signal du comparateur et d'autre part le signal de commande de la commutation.

9. Circuit selon la revendication 6, caractérisé par le fait que les moyens d'asservissement sont constitués par des dispositifs de détection du courant dans les diodes et par une porte branchée sur chaque électrode de commande des éléments de commutation, porte à laquelle sont appliqués d'une part le signal du moyen de détection qui lui est associé et d'autre part le signal de commande de la commutation.

La présente invention a pour objet un circuit d'alimentation à pont à semi-conducteurs pour la production d'une tension alternative quasi rectangulaire mono ou multiphasé à partir d'une source de tension continue comprenant, par phase, au moins une paire d'éléments semi-conducteurs de commutation présentant une électrode de commande, des diodes branchées parallèlement aux éléments de commutation et normalement

polarisées en tension inverse par la tension de la source, des moyens de commande des éléments de commutation rendant ces éléments alternativement conducteurs de manière à ce que la charge à alimenter branchée dans le pont soit parcourue par un courant alternatif, et des moyens de protection des éléments de commutation contre l'échauffement dû au courant d'origine self inductive lors de la commutation.

De tels circuits d'alimentation, que l'on rencontre en outre dans les convertisseurs de fréquence, sont généralement appelés à travailler sur des charges inductives, comme c'est le cas en particulier pour l'alimentation de moteurs à induction.

La figure 1 représente le pont d'un tel circuit en exécution monophasée. La charge Z, par exemple le bobinage d'un moteur, est insérée dans la diagonale d'un pont de quatre transistors  $Tr_1$  à  $Tr_4$ .

La figure 2 représente un pont en exécution triphasée. Chaque transistor peut être remplacé par plusieurs transistors montés en parallèle.

En revenant à la figure 1, on constate qu'en ouvrant et en bloquant successivement et alternativement les transistors  $Tr_1$  et  $Tr_4$  d'une part, puis les transistors  $Tr_2$  et  $Tr_3$  d'autre part, on applique à la charge une tension alternative quasi rectangulaire d'amplitude égale à la tension d'alimentation U. Si la charge Z présente une composante inductive, ce qui est généralement le cas, le courant sera en retard sur la tension, si bien qu'au moment du blocage d'une paire de transistors, par exemple  $Tr_1$  et  $Tr_4$ , le courant empruntera le chemin formé par les diodes  $D_2$  et  $D_3$  pour retourner à la source en restituant une certaine quantité d'énergie à cette dernière. A partir du moment où les transistors sont bloqués, il s'établit une période de transition durant laquelle la tension entre le collecteur et l'émetteur du transistor  $Tr_1$  monte à la valeur de la tension d'alimentation U, tandis que le courant décroît progressivement pendant un temps  $t_r$  comme représenté à la figure 3. On constate que la puissance dissipée atteint un maximum au point 2.

La figure 4 représente la ligne de charge du phénomène dans le diagramme  $J_c - V_{CE}$ , où  $J_c$  représente le courant de collecteur et  $V_{CE}$  la tension collecteur-émetteur. Au point 2 la puissance de pointe dissipée  $J_m \cdot V_{CE \max}$  peut atteindre quelques kW, alors que dans du point 1, correspondant à l'état de saturation du transistor, elle atteint au plus quelques dizaines de watts seulement. L'énergie dissipée moyenne par commutation est égale à

$$\int_0^{T_r} V_{CE} dt = \frac{1}{2} V_{CE \max} \cdot J_m \cdot t_r$$

Il faut encore noter que l'énergie dissipée est augmentée par le phénomène suivant: avant le blocage du transistor  $Tr_1$  la diode  $D_3$  est polarisée en tension inverse. Elle mettra donc un certain temps pour devenir conductrice et permettre au courant d'emprunter le chemin  $D_2 - D_3$ . Il y aura donc prolongation du temps pendant lequel la puissance de pointe est dissipée, l'énergie étant alors environ égale au double de la valeur calculée plus haut.

Malgré les progrès réalisés dans le domaine des transistors et diodes à commutation rapide, il n'en reste pas moins qu'à fréquence élevée les pertes par commutation sur charge inductive constituent la cause principale de l'échauffement des transistors, partant la fatigue due à ces contraintes thermiques.

Divers montages ont été proposés pour réduire ces pertes. La figure 5 représente le plus connu qui comprend une combinaison RCD. Une seule branche d'un pont triphasé a été représentée. A l'ouverture du transistor  $Tr_1$  le courant de la

charge inductive  $Z$  reste constant pendant le court temps de commutation, c'est-à-dire il diminue dans  $Tr_1$  et augmente dans  $C_1-D_1$  chargeant le condensateur  $C_1$  jusqu'à une tension légèrement supérieure à  $2V_s$  rendant la diode  $D_2$  conductrice. Au prochain réenclenchement de  $Tr_1$ , le condensateur  $C_1$  se décharge à travers  $Tr_1$  et la résistance de protection  $R_1$  de façon à limiter le courant de collecteur de pointe, mais non le coefficient  $di/dt$ . L'énergie emmagasinée dans le condensateur  $C_1$ , égale à  $1/2 C (2V_s)^2$ , est ainsi dissipée intégralement en chaleur à chaque cycle dans le transistor  $Tr_1$  et la résistance  $R_1$ . Cette dissipation d'énergie se répète six fois par cycle dans un pont triphasé, de telle sorte que la puissance dissipée est égale à  $6 \cdot 1/2 C (2V_s)^2 \cdot f$  travail. Cette puissance peut être considérable pour des convertisseurs à haute tension, par exemple quelques centaines de volts, et travaillant à une fréquence  $f$  travail élevée comme c'est le cas des convertisseurs alimentant des moteurs à haute fréquence. De plus, à fréquence de travail élevée,  $R_1$  doit être faible, ce qui conduit à une pointe de courant d'enclenchement élevée.

La ligne de charge prend l'allure représentée à la figure 6 où l'on a représenté trois lignes de charge  $C_1$ ,  $C_{II}$  et  $C_{III}$  pour trois valeurs de condensateurs. L'énergie dissipée

Vid $t$  est considérablement réduite par rapport au tracé rectangulaire de la figure 4. Si les pertes par commutation sont diminuées, il n'en reste pas moins des défauts majeurs, tels que dissipation énorme dans les résistances, limitation dans le choix de  $C$  et insuffisance de protection en ce qui concerne le facteur  $di/dt$ , lorsque le condensateur se décharge à travers le transistor.

La présente invention a précisément pour but de remédier aux défauts susmentionnés en empêchant toute dissipation à travers les transistors à enclenchement et supprimant toute dissipation thermique dans des résistances, tout en maintenant les pertes par commutation à une valeur négligeable même à fréquence de travail élevée.

Le circuit d'alimentation selon l'invention est caractérisé par le fait que les moyens de protection sont constitués par au moins un condensateur branché parallèlement à au moins l'un des éléments de commutation de chaque phase et des moyens introduisant un retard  $\Delta t$  de l'ouverture des éléments de commutation de manière à permettre la charge du condensateur par le courant d'origine self inductive, ainsi que sa décharge.

On verra par la suite que l'on n'est pas limité dans le choix de la capacité du condensateur et que dès lors ce condensateur assure également une protection contre les surcourants et surtensions de caractère dynamique lors du déclenchement lorsque plusieurs transistors sont montés en parallèle. En effet, en l'absence de condensateur, si un transistor bloque plus rapidement que ceux qui sont en parallèle, toujours en cas de charge inductive, le courant sera d'autant plus élevé dans ces derniers. Or une élévation du courant provoque une augmentation de la tension de saturation. Dans le cas où un condensateur est monté en parallèle, la tension aux bornes de ce condensateur ne peut changer pendant un certain temps si la capacité est d'une valeur suffisante, de sorte que la tension de saturation reste constante, ce qui signifie que le surcourant dû à l'ouverture plus rapide d'un transistor passe par le chemin parallèle que constitue le condensateur sans surcharger les transistors en voie de commutation.

Le dessin annexé représente, à titre d'exemple, trois formes d'exécution de l'invention.

La figure 7 représente une première forme d'exécution.

La figure 8 représente la forme des tensions appliquées aux bases des transistors  $Tr_1$  et  $Tr_2$ .

La figure 9 représente une variante d'exécution de la figure

La figure 10 représente une deuxième forme d'exécution. La figure 11 représente une troisième forme d'exécution.

A la figure 7 on a représenté schématiquement un oscillateur conventionnel  $O$  pilotant un générateur de séquences  $S$  tel que décrit par exemple dans « Westinghouse Silicon Power Transistor Handbook », ce générateur de séquences étant couplé au moyen d'un transformateur  $T_1:T_2$  à un circuit de commande constitué par un pont dont les branches sont constituées par quatre transistors  $Tr_3$ ,  $Tr_4$ ,  $Tr_5$  et  $Tr_6$  et dont la diagonale contient le primaire  $T'$  d'un transformateur dont le secondaire est constitué par les enroulements  $T'_2$  reliés aux bases des transistors  $Tr_1$  et  $Tr_2$  d'un pont inverseur triphasé dont on a représenté une seule phase correspondant à la phase  $R$  d'une charge triphasée présentant une composante inductive, par exemple un moteur à induction. Le pont inverseur complet correspond au schéma représenté à la figure 2. Le pont est alimenté par une source de tension continue présentant une borne  $+V_s$  et une borne  $-V_s$ . Au transistor  $Tr_1$  sont branchés en parallèle un condensateur  $C_1$  et une diode  $D_1$ . Au transistor  $Tr_2$  sont branchés en parallèle un condensateur  $C_2$  et une diode  $D_2$ . Il est en outre prévu une self additionnelle  $L$  en série avec la charge  $R$ .

En série avec l'enroulement primaire  $T'_1$  est montée une self saturable  $V$  dont le rôle est précisément d'introduire un retard  $\Delta t$  de l'ouverture des transistors  $Tr_1$  et  $Tr_2$  du pont inverseur. La self additionnelle  $L$  a pour but de maintenir une certaine inductivité dans le cas où la charge deviendrait pratiquement ohmique, par exemple lors du démarrage d'un moteur. Il faut en effet maintenir une constante de temps par rapport au retard  $\Delta t$  que l'on introduit de manière à maintenir un courant  $J_L$  quasi constant pendant le temps  $\Delta t$ .

Supposons  $Tr_1$  conducteur. Lorsqu'on bloque  $Tr_1$  le courant  $J_{Tr_1}$  dans ce transistor diminue alors qu'il commence à croître dans le condensateur  $C_1$ . A la fin du temps de chute  $t_f$  (fig. 3) le courant est nul dans le transistor  $Tr_1$  tandis que la tension  $U_{C_1}$  aux bornes du condensateur  $C_1$  est bien inférieure à  $2V_s$ .

Simultanément et dès la diminution du courant  $J_T$  le condensateur  $C_2$ , qui était initialement chargé à une tension environ égale à  $2V_s$ , puisque  $U^{th}C$  est approximativement égale à 1 volt qui représente la tension de saturation du transistor  $Tr_1$ , va se décharger dans la charge de telle sorte que  $U_C + U^{th}C = 2V_s$ .

Lorsque la tension  $U_C$  du condensateur  $C_2$  aura dépassé  $2V_s$  (environ  $2V_s + 1$  volt), la diode  $D_2$  est polarisée de telle manière qu'elle devient conductrice et que le courant s'écoule à travers elle. Les phénomènes décrits se produisent dans l'intervalle de temps  $\Delta t$ .

A la fin du temps  $\Delta t$  le transistor  $Tr_2$  devient conducteur, mais il n'y a pas de décharge du condensateur  $C_2$  puisque celui-ci n'est pratiquement pas chargé. Lorsque l'état de la charge le permettra, le courant s'éteint dans la diode  $D_2$  pour être repris par le transistor  $Tr_2$ . Au déclenchement de  $Tr_2$  après une demi-période, le condensateur  $C_1$  se décharge progressivement tandis que le condensateur  $C_2$  se chargera, les deux phénomènes se passant, pendant le temps  $\Delta t$ . On constate dès lors qu'il est possible d'améliorer la ligne de charge par rapport aux lignes de charge représentées à la figure 6. En effet, puisque l'énergie des condensateurs n'est plus dissipée sous forme de chaleur, on n'est pas limité vers le haut dans le choix de la capacité, les pertes par commutation pouvant devenir aussi petites que souhaité.

On remarque que vu de la charge et de la self additionnelle  $L$ , les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  apparaissent comme mis en parallèle au passage du courant. On peut donc simplifier la figure 7 en supprimant l'un des condensateurs et en le remplaçant par un unique condensateur  $C$  de capacité égale à la somme de  $C_1$  et  $C_2$  comme représenté à la figure 9. Le blocage

1. Circuit product ou mult compré conduct commar de com par la t élémén ment c branch et des contre lors de de pro branch mutar rétaré à per self it

Le courant  $I_{Tr1}$  atteint zéro le condensateur C continue à se charger jusqu'à la tension  $2V_s$ , le courant étant repris par la diode  $D_2$ . Lorsque  $Tr_2$  est enclenché le courant, après un certain temps, s'éteint dans la diode  $D_2$  pour être repris par le transistor  $Tr_2$ . Lors du déclenchement de  $Tr_2$  après une demi-période, une partie du courant prend le chemin C-V<sub>s</sub> jusqu'à ce que la tension  $U_c$  tombe pratiquement à zéro, permettant à la diode  $D_1$  de devenir conductrice.

Dans la forme d'exécution représentée à la figure 7, le retard de  $\Delta t$  est constant. On pourrait également introduire une retard  $\Delta t$  sous forme d'angle fixe de retard dans le circuit de commande séquentielle.

Il peut toutefois être utile d'introduire un retard  $\Delta t$  aussi court que possible, c'est-à-dire juste suffisant pour autoriser l'ouverture d'un transistor de commutation dès que la charge de condensateur est nulle. On y parvient en asservissant le retard  $\Delta t$  au courant. Les figures 10 et 11 représentent deux formes d'exécution d'une telle solution.

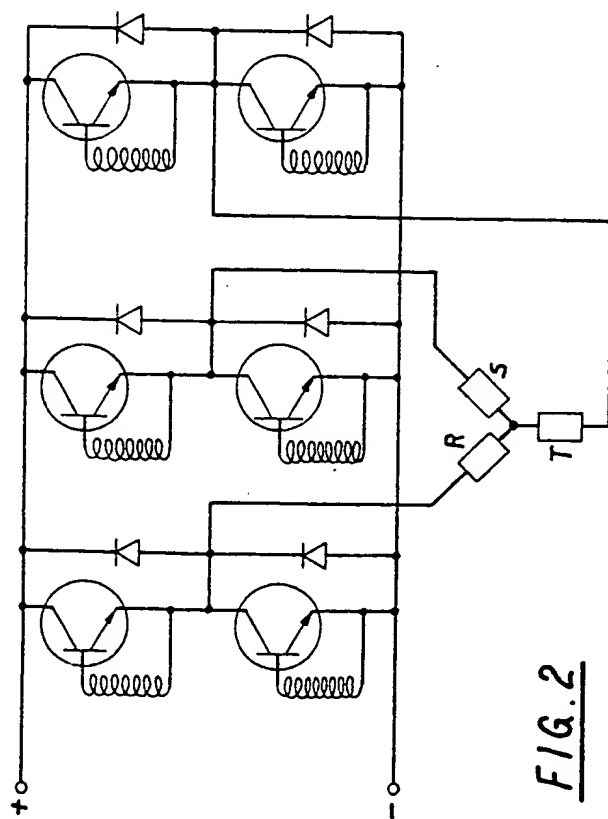
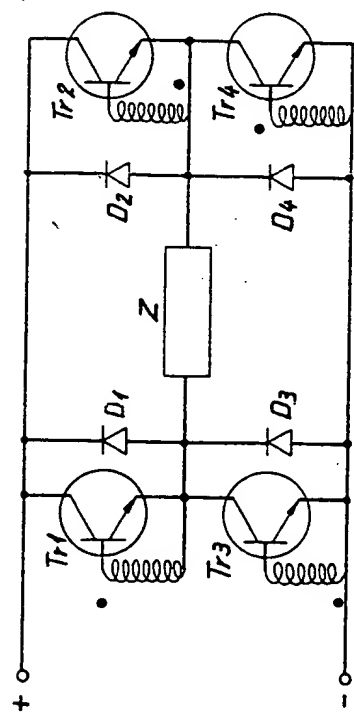
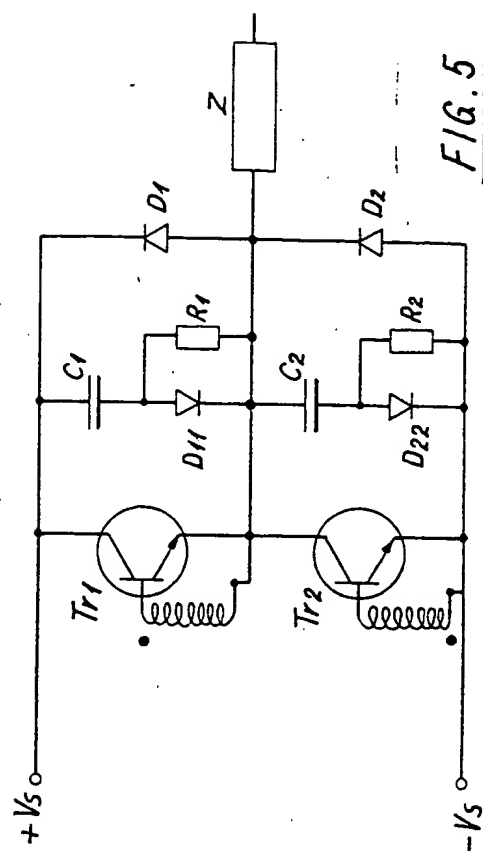
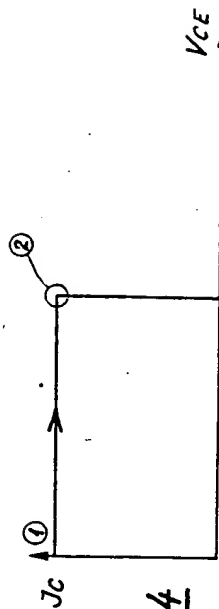
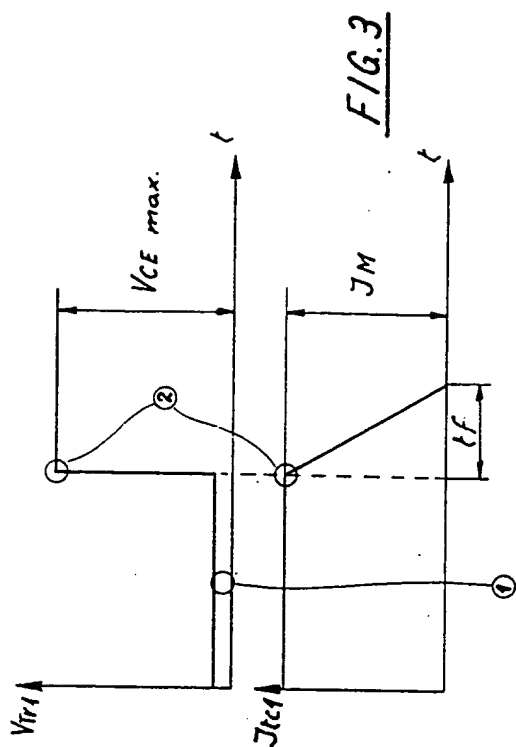
A la figure 10 on a représenté seulement les transistors  $Tr_1$  et  $Tr_2$ , ainsi que le condensateur et la diode associés, d'une phase d'un pont inverseur triphasé.

Dans la forme d'exécution représentée à la figure 10, on mesure la tension aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  au moyen de comparateurs CO, réalisés de manière connue en soi

technique intégrée au moyen d'amplificateurs différentiels. Les signaux de sortie sont appliqués chacun à une porte «ET» G à laquelle est appliqué d'autre part le signal de commande de chacun des transistors délivré par des circuits pilote P connus de l'homme de l'art sous le nom de «driver». Pour que le transistor  $Tr_1$  soit enclenché, il faut par exemple que la porte G reçoive un signal 1 du circuit P et un signal 1 de la sortie du CO indiquant que la tension aux bornes du condensateur  $C_1$  est égale à zéro.

<sup>10</sup> La forme d'exécution représentée à la figure 11 ne diffère de la forme d'exécution précédente que par la méthode de mesure de la tension aux bornes des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . On mesure cette tension de façon indirecte par détection de l'apparition d'un courant dans la diode  $D_1$  respectivement  $D_2$ , au moyen d'opto-coupleurs OPT montés en série avec chacune des diodes. Supposons par exemple que le transistor  $Tr_2$  soit bloqué. Dès ce moment le condensateur  $C_2$  se charge jusqu'à une tension égale à  $2V_s$ , la tension aux bornes du condensateur  $C_1$  tombant alors à zéro et le courant étant repris par la diode  $D_1$ . L'opto-coupleur OPT monté en série avec cette diode délivre alors un signal 1 ouvrant la porte G du transistor  $Tr_1$  permettant son déblocage par le circuit de commande P.

<sup>20</sup> La self additionnelle L peut être saturable ou non. En variante la self L peut être branchée en parallèle avec la charge.



This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record

## BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images  
problems checked, please do not report the  
problems to the IFW Image Problem Mailbox**